

PAT-NO: JP360005791A  
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 60005791 A  
TITLE: CONTROLLER OF INDUCTION MOTOR  
PUBN-DATE: January 12, 1985

INVENTOR-INFORMATION:

NAME  
UKAI, ISAMU

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
TOSHIBA CORP	N/A

APPL-NO: JP58112789  
APPL-DATE: June 24, 1983

INT-CL (IPC): H02P005/41

US-CL-CURRENT: 318/812

ABSTRACT:

PURPOSE: To prevent the excess voltage of a capacitor, the overcurrent of a braking resistor or the excess of the regenerative current to an AC power source by decreasing the torque reference of a regenerative torque when a regenerative energy becomes excess.

CONSTITUTION: An overvoltage detector 27 is provided in parallel with a capacitor 4, a torque limiter 28 which operates in response to the detected output is inserted in series with a speed control amplifier 12, and when the terminal voltage of the capacitor rises from the set voltage of a regeneration controller 24, the detector 27 varies the limit value of a torque limiter 28 in

response to the rate of the voltage rise, and torque reference signal  $T^*$  is  
reduced to decrease the torque generated in a motor, the regenerative energy is  
reduced to suppress the rise of the terminal voltage of the capacitor so that  
the voltage of the capacitor may not reach the dangerous voltage.

COPYRIGHT: (C)1985,JPO&Japio

## ⑫ 公開特許公報 (A)

昭60—5791

⑤ Int. Cl.<sup>4</sup>  
H 02 P 5/41

識別記号

庁内整理番号  
7315—5H

⑬ 公開 昭和60年(1985)1月12日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 7 頁)

## ⑭ 誘導電動機の制御装置

東京都府中市東芝町1 東京芝浦  
電気株式会社府中工場内

⑯ 特 願 昭58—112789

⑰ 出 願 人 株式会社東芝

⑱ 出 願 昭58(1983)6月24日

川崎市幸区堀川町72番地

⑲ 発 明 者 鶴飼勇

⑳ 代 理 人 弁理士 猪股祥晃 外1名

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

誘導電動機の制御装置

## 2. 特許請求の範囲

可変電圧可変周波数のインバータで駆動される誘導電動機をトルク制御ループを含む速度制御回路を介して可変速制御する誘導電動機の制御装置において、回生制動時の直流過電圧、制動抵抗過電流または交流電源への回生電流の過電流を検出し、上記過電圧または過電流に応じて上記トルク制御ループにおけるトルク基準を低減させるトルク制限回路を設けたことを特徴とする誘導電動機の制御装置。

## 3. 発明の詳細な説明

## [ 発明の技術分野 ]

本発明は、インバータで駆動される誘導電動機の制御装置にかかり、特に回生制動時の回生エネルギーを抑制する回生トルク制限回路に関するものである。

## [ 発明の技術的背景とその問題点 ]

誘導電動機の一相分の等価回路を第1図に示す。

1 は励磁インダクタンス  $L_0$ 、2 は二次等価負荷  $R_2/S$  である。

ここに  $R_2$  は電動機二次巻線抵抗、 $S$  は電動機のすべりであり、電動機一次巻線抵抗、一次もれインダクタンス、励磁コンダクタンスおよび二次巻線インダクタンスは無視している。

第1図において、端子 A、B 間に角周波数  $\omega_1$ 、大きさ  $E_1$  の交流電圧を印加した場合、電動機の励磁インダクタンス 1 に流れる電流、つまり電動機励磁電流  $I_0$  は

$$I_0 = E_1 / \omega_1 L_0 \quad \text{----- (1)}$$

となる。また電動機二次巻線に流れる電流  $I_2$  は

$$I_2 = \frac{E_1}{R_2/S} = \frac{S E_1}{R_2} \quad \text{----- (2)}$$

である。

第1図からわかるように、励磁電流  $I_0$  はインダクタンス負荷に流れる電流であるから印加電圧  $E_1$  に対して、90 度位相が遅れており、二次巻線に流

れる電流  $I_2$  は抵抗負荷に流れる電流であるから印加電圧  $E_1$  と同相である。

一方電動機内回転磁界の大きさ  $\phi$  は励磁電流  $I_0$  に比例するから

$$\phi = K_1 I_0 \quad \text{----- (8)}$$

となる。 $K_1$  は比例定数である。

ここで、任意のいかなる周波数においても磁束の大きさ  $\phi$  が一定となるように、つまり、励磁電流  $I_0$  が一定となるように制御するには、(1)式からわかるように  $E_1/\omega_1$  が一定となるよう制御すればよい。

一方電動機の発生トルク  $T$  は磁束の大きさ  $\phi$  と磁束中の二次巻線導体に流れる電流  $I_2$  の積に比例するから

$$T = K_2 \phi I_2 \quad \text{----- (4)}$$

となる。 $K_2$  は比例定数である。

従つて磁束の大きさ  $\phi$  が一定となるように制御されている場合、トルク  $T$  の大きさは電動機二次

$$I_2 = \frac{T}{K_2 \phi} \quad \text{----- (8)}$$

となるような  $I_2$  を求め、(7)式より求めた電動機一次電流  $I_1$  となるように、電動機一次電流を流すと共に、(6)式より求めたすべり  $s$  に相当したすべり周波数分を電動機同期回転数に加算した電源周波数を与えることにより、電動機は必要とするトルクを発生し、速度制御を行なうことが出来る。

これら誘導電動機の性質に基いて、従来からインバータにより誘導電動機のすべり周波数制御を行なう誘導電動機制御装置が用いられて来た。第2図にその系統図を示す。

第2図において、交流電源を直流に変換する整流器3と負荷側無効電力を吸収するコンデンサ4より構成される直流電源は正側母線と負側母線間に1対ずつ直列に接続されたトランジスタ等のスイッチング素子5が並列に3組接続され、各スイッチング素子に逆並列に整流素子6が接続されたインバータ6Aに直流電圧を印加し、さらに3対のスイッチング素子の中性点より、2線は電流検出

巻線電流  $I_2$  の大きさに比例することがわかる。

また、前述したように、任意の周波数において、周波数を固定すると、印加電圧  $E_1$  は一意的に定数となるから(2)式はその周波数では

$$I_2 = K_3 S \quad \text{----- (5)}$$

となり、電動機発生トルク  $T$  は

$$T = K_4 S \quad \text{----- (6)}$$

となる。ここで  $K_3$  は定数であり、 $K_4$  は周波数を固定した場合の定数となる。

また、電動機一次電流  $I_1$  の大きさは、励磁電流  $I_0$  と二次巻線電流  $I_2$  のベクトル和であり、励磁電流  $I_0$  と二次巻線電流  $I_2$  は直交関係にあるから、

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2^2} \quad \text{----- (7)}$$

となる。

従つて励磁電流  $I_0$  が一定、つまり磁束が一定となるように制御した場合、電動機の必要とするトルク  $T$  が求まれば(2)式より

器7、8を経て誘導電動機9に、他の1線は直接誘導電動機9に接続する。

誘導電動機9の速度は速度検出器10により検出され、速度検出信号  $V_s$  として出力される。

速度設定器11で設定された誘導電動機9の設定速度  $V_{sr}$  は速度制御回路12において速度検出信号  $V_s$  と比較演算されトルク基準信号  $T^*$  を出力する。

また、関数発生器13はトルク基準信号  $T^*$  に対して(7)式の関係を有する信号として誘導電動機9の電流基準信号  $I_1^*$  を発生する。

また、トルク基準信号  $T^*$  は調整器14を介してすべり周波数に対応する電圧信号  $S_v$  に変換される。

この電圧信号  $S_v$  は速度検出信号  $V_s$  と和をとられ、電圧-周波数変換器15に入力され周波数信号  $f_0$  に変換される。

正弦波電流基準発生回路16は電流基準信号  $I_1^*$  と周波数信号  $f_0$  とを合成し、電流の大きさが  $I_1$  で出力周波数が  $f_0$  である正弦波電流基準  $I_1^*$  を発生させる。

また正弦波電流基準発生回路17は正弦波電流基

準  $I_R^*$  に対し大きさが同じで位相が  $120^\circ$  遅れた正弦波電流基準  $I_S^*$  を発生させる。

正弦波電流基準  $I_R^*$  は R 相の電流制御回路 18 にて R 相の負荷電流である電流検出器 7 の出力  $I_R$  と比較増幅されて R 相の電圧基準  $V_R^*$  となり、パルス幅変調回路 19 を介して R 相のスイッチング素子を制御し、負荷電流  $I_R$  が電流基準  $I_R^*$  通りに流れるように制御する。

同様に正弦波電流基準  $I_S^*$  は S 相の電流制御回路 20 にて S 相の負荷電流である電流検出器 8 の出力  $I_S$  と比較増幅されて S 相の電圧基準  $V_S^*$  となり、パルス幅変調回路 21 を介して S 相のスイッチング素子を制御し、負荷電流  $I_S$  が電流基準  $I_S^*$  通りに流れるように制御する。

インバータ 6A は三相 3 線式であるため、任意の時間における各相電圧の和は零となる性質から、T 相の電圧基準  $V_T^*$  は  $V_R^* + V_S^* + V_T^* = 0$  すなわち  $V_T^* = -(V_R^* + V_S^*)$  となる必要がある。

従つて T 相の電圧基準  $V_T^*$  は電圧基準発生回路 22 により、R 相電流制御回路 18 の出力である R 相

電圧基準  $V_R^*$  と S 相電流制御回路 20 の出力である S 相電圧基準  $V_S^*$  とを合成して発生され、パルス幅変調回路 23 を介して T 相スイッチング素子を駆動している。

一方、誘導電動機 10 が回生動作となつた場合は、回生エネルギーはスイッチング素子 5 と逆並列に接続された整流素子 6 を介してコンデンサ 4 に貯えられる。その結果コンデンサ 4 の電圧は上昇する。

回生制御回路 24 にて、上記コンデンサ電圧を検出し、コンデンサ電圧が所定の値以上となつた場合、スイッチング素子 25 をオンさせる信号をスイッチング素子 25 に送り、スイッチング素子 25 をオンさせることにより上記回生エネルギーを制動抵抗器 26 にて熱に変換して吸収している。

このような方式において、回生エネルギーが大きくて制動抵抗器で吸収出来なくなると、コンデンサ 4 の電圧がさらに上昇し、制動抵抗器 26 に流れる電流、つまりスイッチング素子 25 に流れる電流が増加して素子の定格を越えたり、インバータ回路を構成するスイッチング素子 5 の定格電圧を越

え、装置を破壊させる恐れがある。

このため、コンデンサ 4 の端子電圧を監視し、コンデンサ電圧が予め設定してある危険電圧に達した時、異常として、インバータの機能を完全に停止（全停止）させていた。従つて、以後運転の続行が不可能であつた。

#### [ 発明の目的 ]

本発明は、インバータで駆動される誘導電動機の制御装置において、回生制動時に回生エネルギーが過大になつたとき制動トルクの基準値を低減させ、これによつて直流側コンデンサの過電圧や制動抵抗の過電流を防止して制動運転を安定に継続できるようにした合理的な誘導電動機の制御装置を提供することを目的としている。

#### [ 発明の概要 ]

本発明は、可変電圧可変周波数のインバータで駆動される誘導電動機をトルク制御ループを含む速度制御回路を介して可変速制御する誘導電動機の制御装置において、回生制動時の直流側過電圧、制動抵抗過電流または交流電源への回生電流の過

電流を検出し、上記過電圧または過電流に応じて上記トルク制御ループにおけるトルク基準を低減させるトルク制限回路を設け、回生回路の吸収可能なエネルギーの範囲で回生制動を行なわせ、これによつて回生制動運転を継続して安定に行なわせるようにしたものである。

#### [ 発明の実施例 ]

本発明の一実施例を第 3 図に示す。

第 3 図においては、コンデンサ 4 と並列に過電圧検出器 27 を設けると共に、過電圧検出器 27 の検出出力に応じて動作するトルク制限回路 28 を速度制御増巾器 12 と直列に挿入し、速度制御増巾器 12 から出力されるトルク基準  $T^*$  をコンデンサ 4 の過電圧に応じて  $T_1^*$  に低減させている。

その他は第 2 図と同じである。

回生回路で吸収し得る電力  $P_d$  は第 3 図におけるブロック図では、制動抵抗器 26 の抵抗値  $R$  と、スイッチング素子 25 の定格電流  $I$  およびコンデンサ電圧  $V_c$  により定まる。

スイッチング素子 25 のオン電圧を無視すると、

スイッチング素子25がオンした時に制動抵抗26に消費される電力 $P_d$ は $P_d = \frac{V_c^2}{R}$ となる。

但し、この時制動抵抗器26に流れる電流、つまりスイッチング素子25に流れる電流は、スイッチング素子25の定格電流 $I_c$ を超えてはならないから制動抵抗器26の抵抗値 $R$ は $R > \frac{V_c}{I_c}$ の条件が必要である。

ここで、制動抵抗器25の抵抗を下げ、スイッチング素子の定格電流の大きなものを使用すると、回生回路で吸収し得る電力量を増加できるが、コスト高となる。従つて、回生回路はインバータ容量または電動機容量に合わせて選定される。

つまり、回生回路で吸収し得る電力 $P_d$ と回生電力 $P_r$ とは一般に $P_d > P_r$ の関係が成立するように回生容量を選定している。

しかしながら、機械イナーシャの非常に大きな負荷、急減速の必要な用途に対しては、上記条件が満たされず $P_d < P_r$ の状態が発生し得る。

その結果として、回生エネルギーを回生回路にて吸収し得なかつた電力 $P_r - P_d$ によりコンデンサ

端子電圧の上昇として表われる。

従つて、コンデンサ端子電圧が回生制御回路24の設定電圧よりも上昇した場合、過電圧検出回路27はその電圧上昇の割合に応じてトルク制限回路28の制限値を変え、電動機の発生トルクを減少させる様にトルク基準信号 $T^*$ を小さくし、回生エネルギーを減少させ、 $P_d \leq P_r$ となるようにし、コンデンサ端子電圧の上昇を抑え、コンデンサ電圧が危険電圧に達しないようにする。

第4図にコンデンサ端子電圧 $V_c$ に対するトルク基準値 $T_1^*$ の関係を示す。

図中、C点は回生制御回路動作点であり、D点からトルク制限回路28が動作し、コンデンサ電圧 $V_c$ が上昇するに従つてトルク制限がかけられる。B点は危険電圧である。図中、C点D点は同一電圧値となつてもかまわない。

本発明の他の一実施例を第5図に示す。

第5図においては、第3図における過電圧検出器27の代りに過電流検出器30が設けられており、電流検出器29を介して制動抵抗器26に流れる制動

電流を検出し、これが設定値を超えたとき過電流検出信号を出力し、トルク制限回路28を介してトルク基準 $T^*$ を $T_1^*$ に低下させている。他は第3図と同じである。

さらに第6図は本発明の他の実施例を示すもので、この場合は、順変換器として第2図、第3図、第5図における整流器3の代りに制御可能スイッチング素子31と逆並列整流素子32をブリッジ接続した順変換器3Aが用いられると共に、制動抵抗器26を含む直流側回生回路が除かれており、回生エネルギーは交流電源側へ回生される。

すなわち回生電流基準発生回路35をコンデンサ4に並列に接続し、コンデンサ電圧 $V_c$ の上昇に応じて回生電流基準 $I_{ref}$ を発生させ、回生電流制御回路36を介して順変換器3Aの通電を制御し、交流電源への回生電流を $I_{ref}$ に応じて制御する。

さらにコンデンサ電圧 $V_c$ が過電圧になると過電圧検出器27およびトルク制限回路28を介して制動トルクを低減させている。

また第7図は本発明のさらに他の実施例を示す

もので、第6図における過電圧検出器27の代りに、回生電流基準発生回路35の出力電圧が所定値を超えたとき動作する過電流検出器37を用い、その出力に応じてトルク制限回路28を介してトルク基準 $T^*$ を $T_1^*$ に低減させている。他は第6図と同じである。

#### [ 発明の効果 ]

以上説明したように本発明によれば、インバータで駆動される誘導電動機の制御装置において、直流回路または交流電源への回生エネルギーが過大になつたとき回生トルクのトルク基準を低下させ、これによつて直流回路のコンデンサの過電圧、制動抵抗の過電流または交流電源への回生電流の過大なるのを防止して制動運転を安全に継続できる安定な誘導電動機の制御装置が得られる。

#### 4. 図面の簡単な説明

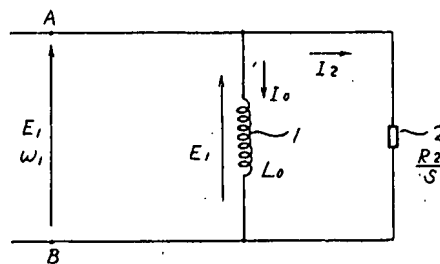
第1図は誘導電動機の一相分の等価回路、第2図は従来の誘導電動機の制御装置の一例を示す系統図、第3図は本発明の一実施例を示す系統図、第4図は第3図におけるコンデンサ電圧 $V_c$ とトル

ク基準  $T$  との関係を示す図、第5図～第7図はそれぞれ本発明の他の実施例を示す系統図である。

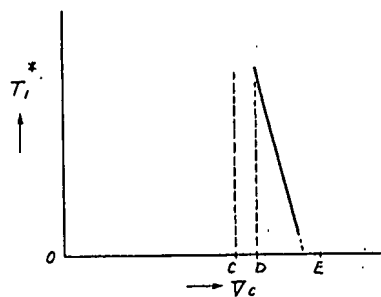
- |                     |                    |
|---------------------|--------------------|
| 3 整流器               | 3A 順変換器            |
| 4 コンデンサ             | 5, 25, 31 スイッチング素子 |
| 6, 32 整流素子          | 6A インバータ           |
| 9 誘導電動機             | 10 速度検出器           |
| 12 速度制御回路           | 13 関数発生器           |
| 14 調整器              | 15 電圧一周波数変換器       |
| 16, 17 正弦波電流基準発生回路  |                    |
| 18, 20 電流制御回路       |                    |
| 19, 21, 23 パルス巾変調回路 |                    |
| 22 電圧基準発生回路         | 24 回生制御回路          |
| 26 制動抵抗器            | 27 過電圧検出器          |
| 28 トルク制限回路          | 30, 37 過電流検出器      |
| 35 回生電流基準発生回路       |                    |
| 36 回生電流制御回路         |                    |

代理人 弁理士 猪 股 祥 晃 (ほか1名)

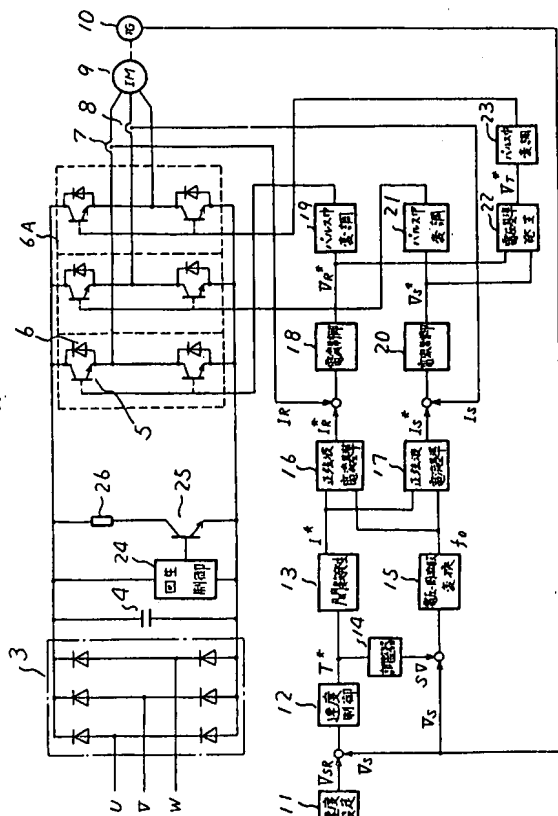
第 1 図



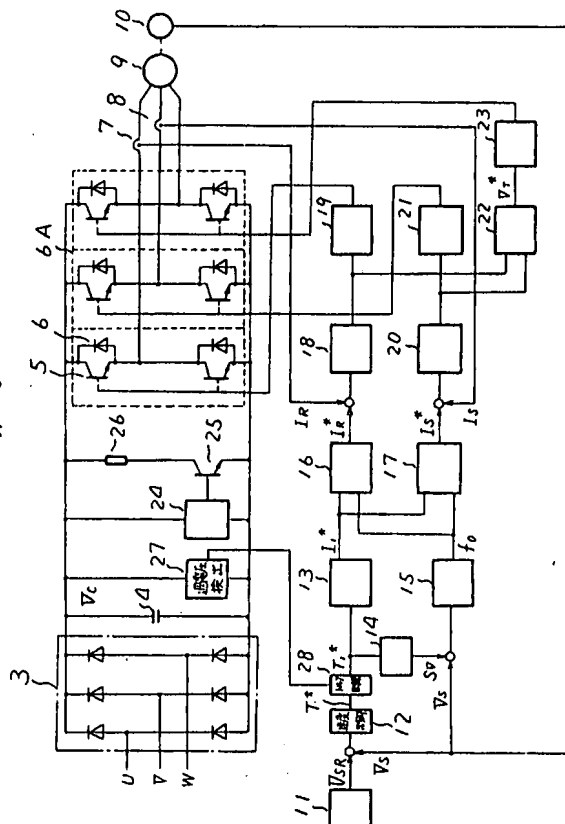
第 4 図



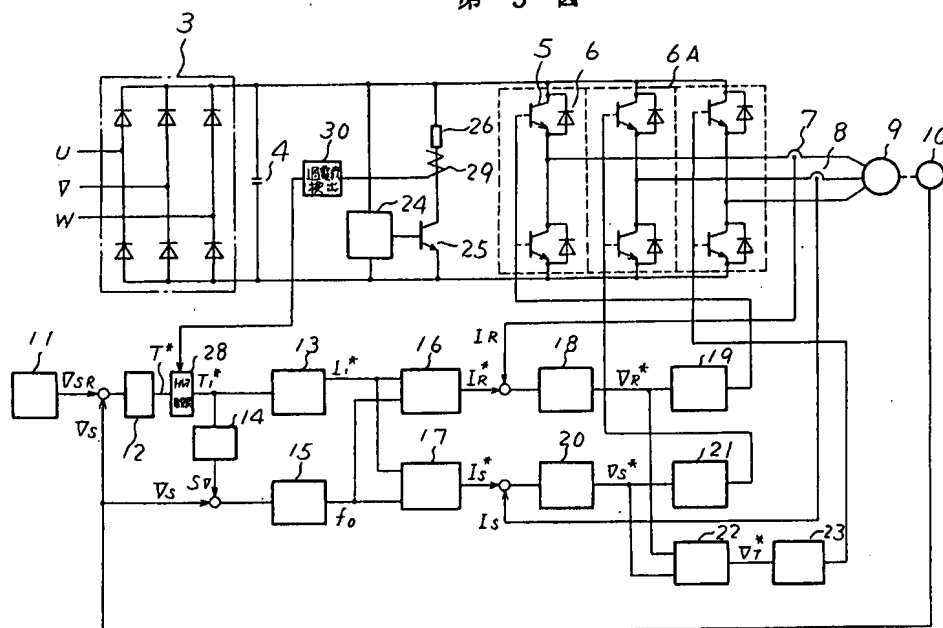
第 2 図



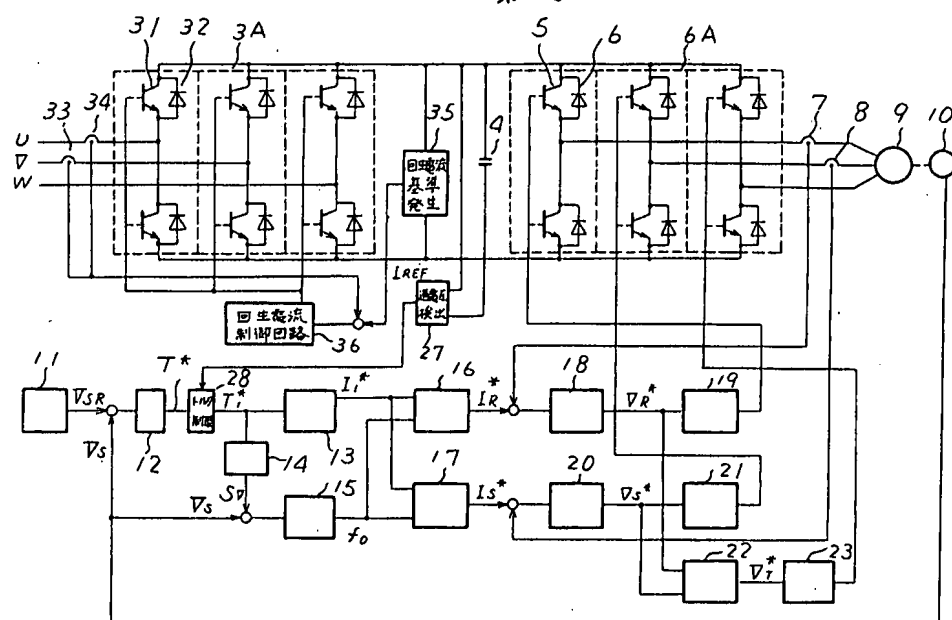
第 3 図



第 5 図



第 6 図





第 7 図

